

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: Daijiro YUMOTO et al.
Title: ESTIMATING APPARATUS AND METHOD OF INPUT AND
OUTPUT ENABLING POWERS FOR SECONDARY CELL
Appl. No.: Unassigned
Filing Date: FEB 10 2004
Examiner: Unassigned.
Art Unit: Unassigned

CLAIM FOR CONVENTION PRIORITY

Commissioner for Patents
PO Box 1450
Alexandria, Virginia 22313-1450

Sir:


The benefit of the filing date of the following prior foreign application filed in the following foreign country is hereby requested, and the right of priority provided in 35 U.S.C. § 119 is hereby claimed.

In support of this claim, filed herewith is a certified copy of said original foreign application:

- JAPAN Patent Application No. 2003-054035 filed 02/28/2003.

Respectfully submitted,

Date FEB 10 2004

By 

FOLEY & LARDNER
Customer Number: 22428
Telephone: (202) 672-5414
Facsimile: (202) 672-5399

Richard L. Schwaab
Attorney for Applicant
Registration No. 25,479

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 2 月 2 8 日
Date of Application:

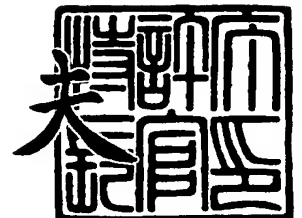
出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 5 4 0 3 5
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 0 5 4 0 3 5]

出 願 人 日 産 自 動 車 株 式 会 社
Applicant(s):

2 0 0 3 年 1 1 月 1 7 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康



【書類名】 特許願

【整理番号】 NM02-03228

【提出日】 平成15年 2月28日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 G01R 31/36
H01M 10/44

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区宝町 2 番地
日産自動車株式会社内

【氏名】 湯本 大次郎

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区宝町 2 番地
日産自動車株式会社内

【氏名】 中村 英夫

【特許出願人】

【識別番号】 000003997

【氏名又は名称】 日産自動車株式会社

【代理人】

【識別番号】 100075753

【弁理士】

【氏名又は名称】 和泉 良彦

【電話番号】 03-3214-0502

【選任した代理人】

【識別番号】 100081341

【弁理士】

【氏名又は名称】 小林 茂

【電話番号】 03-3214-0502

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 084480

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0300404

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 二次電池の入出力可能電力推定装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

二次電池の電流 I を検出する手段と、

二次電池の端子電圧 V を検出する手段と、

(数 1) 式に示す電池モデルを用いた適応デジタルフィルタに、前記計測した電流 I と端子電圧 V とを入力し、前記 (数 1) 式中のパラメータを一括推定するパラメータ推定手段と、

前記電流 I および端子電圧 V と前記パラメータ推定値とを用いて開路電圧 V_0 を算出する開路電圧演算手段と、

前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 とに基づいて二次電池の入力可能電力を推定する入力可能電力推定手段と、

前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 とに基づいて二次電池の出力可能電力を推定する出力可能電力推定手段と、

を備えたことを特徴とする二次電池の入出力可能電力推定装置。

【数 1】

$$V = \frac{B(s)}{A(s)} \cdot I + \frac{1}{C(s)} \cdot V_0 \quad \dots (\text{数 } 1)$$

但し

$$A(s) = \sum_{k=0}^n a_k \cdot s^k \quad B(s) = \sum_{k=0}^n b_k \cdot s^k \quad C(s) = \sum_{k=0}^n c_k \cdot s^k$$

なお、 s はラプラス演算子、 $A(s)$ 、 $B(s)$ 、 $C(s)$ は s の多項式 (n は次数)、但し、 $a_1 \neq 0$ 、 $b_1 \neq 0$ 、 $c_1 \neq 0$

【請求項 2】

予め定められた過充電となる直前の電池の端子電圧を最大可能電圧 V_{\max} 、
予め定められた過放電となる直前の電池の端子電圧を最小可能電圧 V_{\min} とし

た場合に、前記入力可能電力推定手段は、前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 と前記最大可能電圧 V_{max} とに基づいて二次電池の入力可能電力を推定するものであり、前記出力可能電力推定手段は、前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 と前記最小可能電圧 V_{min} とに基づいて二次電池の出力可能電力を推定するものである、ことを特徴とする請求項 1 に記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。

【請求項 3】

前記入力可能電力推定手段は、前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 から $V_0/C(s)$ を算出し、前記開路電圧 V_0 と前記 $V_0/C(s)$ とのうちの前記最大可能電圧 V_{max} に近い方の値と、前記パラメータ推定値と、前記最大可能電圧 V_{max} とに基づいて二次電池の入力可能電力を推定するものである、ことを特徴とする請求項 2 に記載の入出力可能電力推定装置。

【請求項 4】

前記出力可能電力推定手段は、前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 から $V_0/C(s)$ を算出し、前記開路電圧 V_0 と前記 $V_0/C(s)$ とのうちの前記最小可能電圧 V_{min} に近い方の値と、前記パラメータ推定値と、前記最小可能電圧 V_{min} とに基づいて二次電池の出力可能電力を推定するものである、ことを特徴とする請求項 2 に記載の入出力可能電力推定装置。

【請求項 5】

前記入力可能電力推定手段は、前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 から $V_0/C(s)$ を算出し、前記開路電圧 V_0 と前記 $V_0/C(s)$ とのうちの前記最大可能電圧 V_{max} に近い方の値と、前記パラメータ推定値と、前記最大可能電圧 V_{max} とに基づいて二次電池の入力可能電力を推定するものであり、前記出力可能電力推定手段は、前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 から $V_0/C(s)$ を算出し、前記開路電圧 V_0 と前記 $V_0/C(s)$ とのうちの前記最小可能電圧 V_{min} に近い方の値と、前記パラメータ推定値と、前記最小可能電圧 V_{min} とに基づいて二次電池の出力可能電力を推定するものである、ことを特徴とする請求項 2 に記載の入出力可能電力推定装置。

【請求項 6】

二次電池の電流 I を検出する手段と、

二次電池の端子電圧 V を検出する手段と、

(数 2) 式に示す電池モデルを用いた適応デジタルフィルタに、前記計測した電流 I と端子電圧 V とを入力し、前記 (数 2) 式中のパラメータを一括推定するパラメータ推定手段と、

前記電流 I および端子電圧 V と前記パラメータ推定値とを用いて開路電圧 V_0 を算出する開路電圧演算手段と、

前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 とに基づいて二次電池の入力可能電力を推定する入力可能電力推定手段と、

前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 とに基づいて二次電池の出力可能電力を推定する出力可能電力推定手段と、

を備えたことを特徴とする二次電池の入出力可能電力推定装置。

【数 2】

$$V = \frac{B(s)}{A(s)} \cdot I + \frac{1}{A(s)} \cdot V_0 \quad \dots (\text{数 } 2)$$

但し

$$A(s) = \sum_{k=0}^n a_k \cdot s^k \quad B(s) = \sum_{k=0}^n b_k \cdot s^k$$

なお、 s はラプラス演算子、 $A(s)$ 、 $B(s)$ は s の多項式 (n は次数)、但し、 $a_1 \neq 0$ 、 $b_1 \neq 0$

【請求項 7】

予め定められた過充電となる直前の電池の端子電圧を最大可能電圧 V_{\max} 、予め定められた過放電となる直前の電池の端子電圧を最小可能電圧 V_{\min} とした場合に、前記入力可能電力推定手段は、前記パラメータ推定値と前記開路電圧 V_0 と前記最大可能電圧 V_{\max} とに基づいて二次電池の入力可能電力を推定するものであり、前記出力可能電力推定手段は、前記パラメータ推定値と前記開路

電圧 V_0 と前記最小可能電圧 V_{min} とに基づいて二次電池の出力可能電力を推定するものである、ことを特徴とする請求項 6 に記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、二次電池に入出力可能な電力を推定する技術に関する。

【0002】

【従来の技術】

【特許文献 1】 特開平 9-171063 号公報

上記特許文献 1 に記載のバッテリーパワー演算装置においては、電池から供給される電流 I および端子電圧 V に基づいて、電池の放電特性を表す $I-V$ 直線の式 ($V = R \times I + V_0$) を演算し、その傾きから電池の内部抵抗 R を算出し、切片から電池の起電力 (電流遮断時の端子電圧であり、開路電圧や開放電圧とも言う) V_0 を算出する。そして電流 I および電池温度 T に基づいて電池寿命を保証するための最低保証電圧値 V_{min} を演算し、上記 $I-V$ 直線の式に V_{min} を代入して最大電流値 I_{max} を求め、出力可能パワー値 P を、 $P = V_{min} \times I_{max}$ から算出するものである。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

二次電池の内部抵抗 R や開路電圧 V_0 は、電流 I に応じて充放電している最中に時々刻々と変化する特徴がある。上記特許文献 1 においては、放電中の 2 点間で電流 I および端子電圧 V を計測して、 $I-V$ 直線を算出するという構成になっており、 $I-V$ 直線から求まる内部抵抗 R や開路電圧 V_0 は 2 点間で変化しないことを前提にしている。しかし、実際には上記のように内部抵抗 R や開路電圧 V_0 は時々刻々と変化するもので、特許文献 1 の方法では出力可能パワー値 P の推定精度が低くなる、という問題があった。

本発明は、上記のごとき問題を解決するためになされたものであり、実際の二次電池の特性に良く対応して、二次電池に入出力可能な電力を精度良く推定する

ことのできる二次電池の入出力可能電力推定装置を提供することを目的とする。

【0004】

【課題を解決するための手段】

本発明は、電池モデルを用いた適応デジタルフィルタによって開路電圧 V_0 を算出し、算出した開路電圧 V_0 に基づいて二次電池の入出力可能電力を推定するものである。すなわち、請求項 1 においては、二次電池の電流 I と端子電圧 V を検出する手段と、前記（数 1）式に示す電池モデルを用いた適応デジタルフィルタに、電流 I と端子電圧 V とを入力し、前記（数 1）式中のパラメータを一括推定するパラメータ推定手段と、電流 I 、端子電圧 V およびパラメータ推定値を用いて開路電圧 V_0 を算出する開路電圧演算手段と、パラメータ推定値と開路電圧 V_0 とに基づいて二次電池の入力可能電力を推定する入力可能電力推定手段と、パラメータ推定値と開路電圧 V_0 とに基づいて二次電池の出力可能電力を推定する出力可能電力推定手段と、を備えるように構成している。

【0005】

【発明の効果】

二次電池の電流 I と端子電圧 V と開路電圧 V_0 の関係を、（数 1）式のような伝達関数で近似する構成であるため、最小二乗法等の適応デジタルフィルタ（公知の推定アルゴリズム）を適用することが可能になり、その結果、式中のパラメータ（多項式 $A(s)$ 、 $B(s)$ 、 $C(s)$ の係数）を一括推定することが可能になる。そして推定したパラメータを（数 1）式に代入することで、開路電圧 V_0 を容易に算出できる。これら未知パラメータは充電率 SOC や温度や劣化度などに影響され、時々刻々と変化することが分かっているけれども、適応デジタルフィルタにより精度良く逐次推定できる。そして、推定した係数パラメータと開路電圧 V_0 を用いて、入力可能電力および出力可能電力を推定する構成であるため、充放電中に電池パラメータの変化と共に入出力可能電力が変化しても、その変化を正確に追従し、入出力可能電力を正確に推定することができる、という効果がある。

【0006】

【発明の実施の形態】

図1は、本発明の実施例を機能ブロックで表した図である。図1において、1はパラメータ $\theta(k)$ 推定手段であり、電流 $I(k)$ 検出手段5と端子電圧 $V(k)$ 検出手段6で検出した電流、電圧を用いて、開路電圧 $V_0(k)$ をオフセット項とする電池モデルにおける各パラメータ（詳細後述）を一括推定する。また、2は開路電圧 $V_0(k)$ 演算手段であり、上記電流、電圧および各パラメータに基づいて開路電圧 $V_0(k)$ を演算する。3は入力可能電力推定手段であり、上記パラメータ $\theta(k)$ と開路電圧 $V_0(k)$ に基づいて二次電池に入力可能な電力を推定する。4は出力可能電力推定手段であり、上記パラメータ $\theta(k)$ と開路電圧 $V_0(k)$ に基づいて二次電池から出力可能な電力を推定する。また、5は電池から充放電される電流を検出する電流 $I(k)$ 検出手段、6は電池の端子電圧を検出する端子電圧 $V(k)$ 検出手段である。

【0007】

図2は、実施例の具体的な構成を示すブロック図である。この実施例は、二次電池でモータ等の負荷を駆動したり、モータの回生電力で二次電池を充電するシステムに、入出力可能電力推定装置を設けた例を示す。

図2において、10は二次電池（単に電池とも言う）、20はモータ等の負荷、30は電池の入出力可能電力を推定するバッテリーコントローラ（電子制御ユニット）で、プログラムを演算するCPUやプログラムを記憶したROMや演算結果を記憶するRAMから成るマイクロコンピュータと電子回路等で構成される。40は電池から充放電される電流を検出する電流計、50は電池の端子電圧を検出する電圧計、60は電池の温度を検出する温度計であり、それぞれバッテリーコントローラ30に接続される。上記のバッテリーコントローラ30は前記図1のパラメータ $\theta(k)$ 推定手段1、開路電圧 $V_0(k)$ 演算手段2、入力可能電力推定手段3および出力可能電力推定手段4の部分に相当する。また、電流計40は電流 $I(k)$ 検出手段5に、電圧計50は端子電圧 $V(k)$ 検出手段6に、それぞれ相当する。

【0008】

（第1実施例）

まず、本実施例で用いる「電池モデル」を説明する。

図4は、第1実施例における二次電池の等価回路モデルを示す図である。この等価回路モデルは、前記(数2)式のように右辺第1項と第2項の分母が同一の場合に相当する。この等価回路モデルは、正極、負極を特に分離していないリダクションモデル(一次)であるが、実際の電池の充放電特性を比較的正確に示すことが可能である。

図4において、モデル入力は電流 I [A] (正值: 充電、負値: 放電)、モデル出力は端子電圧 V [V] であり、 V_0 [V] は開路電圧(起電力または開放電圧とも言う)、 K は内部抵抗、 $T_1 \sim T_2$ は時定数である。この電池モデルは、下記(数3)式で表現できる。なお、 s はラプラス演算子である。

【0009】

【数3】

$$V = \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \cdot V_0 \quad \dots (数3)$$

(数3)式は前記(数2)式において、 $A(s) = T_1 \cdot s + 1$ 、 $B(s) = K \cdot (T_2 \cdot s + 1)$ と置いたものである。

リチウムイオン電池のように、開路電圧の収束が比較的速い電池の場合は、(数3)式に示すように、右辺第1項と右辺第2項の分母は、同じ時定数 T_1 で表現できる。

【0010】

以下、(数3)式の電池モデルから適応デジタルフィルタまでの導出を、最初に説明する。

開路電圧 V_0 は、電流 I に可変な効率 h を乗じた値を、ある初期状態から積分した値と考えれば、(数4)式で書ける。

【0011】

【数 4】

$$V_0 = \frac{h}{s} \cdot I \quad \dots (\text{数 4})$$

(数 4) 式を (数 3) 式に代入すれば (数 5) 式になり、整理すれば (数 6) 式になる。安定なローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ を (数 6) 式の両辺に乗じて、整理すれば (数 7) 式になる。

【0012】

【数 5】

$$V = \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \cdot \frac{h}{s} \cdot I \quad \dots (\text{数 5})$$

【0013】

【数 6】

$$V = \frac{K \cdot T_2 \cdot s^2 + K \cdot s + h}{T_1 \cdot s^2 + s} \cdot I \quad \dots (\text{数 6})$$

【0014】

【数 7】

$$G_{lp}(s) \cdot (T_1 \cdot s^2 + s) \cdot V = G_{lp}(s) \cdot (K \cdot T_2 \cdot s^2 + K \cdot s + h) \cdot I \quad \dots (\text{数 7})$$

実際に計測可能な電流 I や端子電圧 V に、ローパスフィルタやバンドパスフィルタを処理した値を、下記 (数 8) 式のように定義する。(数 8) 式の時定数 p は、 $G_{lp}(s)$ の応答性を決める定数である。

【0015】

【数8】

$$\left. \begin{aligned} V_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot V & V_2 &= s \cdot G_{lp}(s) \cdot V & V_1 &= G_{lp}(s) \cdot V & G_{lp} &= \frac{1}{(p \cdot s + 1)^3} \\ I_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot I & I_2 &= s \cdot G_{lp}(s) \cdot I & I_1 &= G_{lp}(s) \cdot I \end{aligned} \right] \quad \dots (\text{数 } 8)$$

(数8)式を用いて(数7)式を書き直せば、(数9)式になる。更に変形すれば、(数10)式になる。

【0016】

【数9】

$$T_1 \cdot V_3 + V_2 = K \cdot T_2 \cdot I_3 + K \cdot I_2 + h \cdot I_1 \quad \dots (\text{数 } 9)$$

【0017】

【数10】

$$V_2 = -T_1 \cdot V_3 + K \cdot T_2 \cdot I_3 + K \cdot I_2 + d \cdot I_1 = \begin{bmatrix} V_3 & I_3 & I_2 & I_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -T_1 \\ K \cdot T_2 \\ K \\ h \end{bmatrix} \quad \dots (\text{数 } 10)$$

(数10)式は、計測可能な値と未知パラメータの積和式になっているので、一般的な適応デジタルフィルタの標準形(数11)式と一致する。但し、(数11)式において、 $y = V_2$ 、 $\omega^T = [V_3, I_3, I_2, I_1]$ 、 $\theta^T = [-T_1, K \cdot T_2, K, h]$ である。

【0018】

【数 11】

$$y = \omega^T \cdot \theta \quad \dots (\text{数 } 11)$$

従って、電流 I と端子電圧 V にフィルタ処理した信号を、適応デジタルフィルタ演算に用いることで、未知パラメータベクトル θ を推定できる。

本実施例では、単純な「最小二乗法による適応フィルタ」の論理的な欠点（一度推定値が収束すると、その後パラメータが変化しても再度正確な推定ができないこと）を改善した「両限トレースゲイン方式」を用いる。

（数 11）式を前提に未知パラメータベクトル θ を推定するためのパラメータ推定アルゴリズムは下記（数 12）式となる。但し、k 時点のパラメータ推定値を $\theta(k)$ とする。

【0019】

【数 12】

$$\left. \begin{aligned} \gamma(k) &= \frac{\lambda_3}{1 + \lambda_3 \cdot \omega^T(k) \cdot P(k-1) \cdot \omega(k)} \\ \theta(k) &= \theta(k-1) - \gamma(k) \cdot P(k-1) \cdot \omega(k) \cdot [\omega^T(k) \cdot \theta(k-1) - y(k)] \\ P(k) &= \frac{1}{\lambda_1(k)} \left\{ P(k-1) - \frac{\lambda_3 \cdot P(k-1) \cdot \omega(k) \cdot \omega^T(k) \cdot P(k-1)}{1 + \lambda_3 \cdot \omega^T(k) \cdot P(k-1) \cdot \omega(k)} \right\} = \frac{P'(k)}{\lambda_1(k)} \\ \lambda_1(k) &= \begin{cases} \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_U} : \lambda_1 \leq \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_U} \\ \lambda_1 : \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_U} \leq \lambda_1 \leq \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_L} \\ \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_L} : \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_L} \leq \lambda_1 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad \dots (\text{数 } 12)$$

但し、 λ_1 、 λ_3 、 γ_U 、 γ_L は初期設定値で、 $0 < \lambda_1 < 1$ 、 $0 < \lambda_3 < \infty$

とする。また、 $P(0)$ は十分大きな値、 $\theta(0)$ は非ゼロな十分小さな値を初期値とする。 $\text{trace}\{P\}$ は行列 P のトレースを意味する。

以上が、電池モデルから適応デジタルフィルタまでの導出である。

【0020】

図6は、バッテリーコントローラ30のマイクロコンピュータが行う処理のフローチャートであり、同図のルーチンは一定周期 T_0 毎に実施される。例えば、 $I(k)$ は今回の値、 $I(k-1)$ は1回前の値を意味する。

まず、ステップS10では、電流 $I(k)$ と端子電圧 $V(k)$ を計測する。

ステップS20では、二次電池の遮断リレーの判断を行う。バッテリーコントローラ30は二次電池の遮断リレーの制御も行っており、リレー遮断時（電流 $I=0$ ）はステップS30へ進む。リレー締結時はステップS40へ進む。

【0021】

ステップS30では、端子電圧 $V(k)$ を端子電圧初期値 $V_{_ini}$ として記憶する。

ステップS40では、端子電圧の差分値 $\Delta V(k)$ を算出する。

$$\Delta V(k) = V(k) - V_{_ini}$$

これは、適応デジタルフィルタ内の推定パラメータの初期値を約0としているので、推定演算開始時に推定パラメータが発散しないように、入力を全て0とするためである。リレー遮断時はステップS30を通るので、 $I=0$ かつ $\Delta V(k)=0$ なので、推定パラメータは初期状態のままである。

【0022】

ステップS50では、電流 $I(k)$ と端子電圧差分値 $\Delta V(k)$ に、(数13)式に基づきローパスフィルタ、バンドパスフィルタの処理を施し、 $I_1 \sim I_3$ および $V_1 \sim V_3$ を算出する。なお、この際、(数12)式のパラメータ推定アルゴリズムの推定精度を良くするために、観測ノイズを低減するようローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を遅く設定する。但し、電池の応答特性よりは速くする。(数13)式の時定数 p は、 $G_{lp}(s)$ の応答性を決める定数である。

【0023】

【数 13】

$$\begin{aligned}
 G_{lp} &= \frac{1}{(p \cdot s + 1)^3} \\
 V_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot V, \quad V_2 = s \cdot G_{lp}(s) \cdot V, \quad V_1 = G_{lp}(s) \cdot V \\
 I_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot I, \quad I_2 = s \cdot G_{lp}(s) \cdot I, \quad I_1 = G_{lp}(s) \cdot I
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} G_{lp} &= \frac{1}{(p \cdot s + 1)^3} \\ V_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot V, \quad V_2 = s \cdot G_{lp}(s) \cdot V, \quad V_1 = G_{lp}(s) \cdot V \\ I_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot I, \quad I_2 = s \cdot G_{lp}(s) \cdot I, \quad I_1 = G_{lp}(s) \cdot I \end{aligned}} \right]$$

… (数 13)

ステップ S 60 では、ステップ S 50 で算出した $I_1 \sim I_3$ および $V_1 \sim V_3$ を (数 12) 式に代入し、パラメータ推定値 $\theta(k)$ を算出する。

但し、 $y = V_2$ 、 $\omega^T = [V_3, I_3, I_2, I_1]$ 、 $\theta^T = [-T_1, K \cdot T_2, K, h]$ である。

ステップ S 70 では、ステップ S 60 で算出したパラメータ推定値 $\theta(k)$ の中から T_1 、 $K \cdot T_2$ 、 K と、(数 13) 式で算出した $I_1 \sim I_2$ および $V_1 \sim V_2$ を下記 (数 14) 式に代入する。

【0024】

【数 14】

$$\begin{aligned}
 V_0 &= (T_1 \cdot s + 1) \cdot V - K \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot I \\
 \Delta V_0 &= G_{lp}(s) \cdot V_0 \\
 &= G_{lp}(s) \cdot \{(T_1 \cdot s + 1) \cdot V - K \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot I\} \\
 &= V_1 + T_1 \cdot V_2 - K \cdot T_2 \cdot I_2 - K \cdot I_1
 \end{aligned}
 \quad \dots \text{(数 14)}$$

(数 14) 式は電池モデル (前記数 3 式) を変形し、ローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ を両辺に乗じた式であり、 ΔV_0 を開路電圧 V_0 の代用とする。開路電圧 V_0 は変化が緩やかなので、 $\Delta V_0 = G_{lp}(s) \cdot V_0$ で代用できる。但し、こ

ここで求まるのは推定演算開始時からの開路電圧推定値の変化分 $\Delta V_0(k)$ であるため、後段のステップS80で初期値を加算する。

【0025】

ステップS80では、ステップS70で算出した $\Delta V_0(k)$ に開路電圧初期値すなわち端子電圧初期値 $V_{_ini}$ を加算して、開路電圧推定値 $V_0(k)$ を(数15)式から算出する。

【0026】

【数15】

$$V_0(k) = \Delta V_0(k) + V_{_ini} \quad \dots (\text{数15})$$

ステップS90では、図3に示す開路電圧と充電率の相関マップを用いて、ステップS80で算出した $V_0(k)$ から充電率SOC(k)を算出する。なお、図3の V_L はSOC=0%に、 V_H はSOC=100%に相当する開路電圧である。

【0027】

ステップS100では、入力可能電力推定値 P_{in} 、出力可能電力推定値 P_{out} を算出する。以下、入力可能電力推定値 P_{in} 、出力可能電力推定値 P_{out} の算出方法について詳細に説明する。

電池モデル(前記数3式)において、過渡特性を無視した場合は下記(数16)式のようになり、これは定量的な電池モデルを意味する。

【0028】

【数16】

$$V = K \cdot I + V_0 \quad \dots (\text{数16})$$

予め定められた過充電となる直前の電池の端子電圧を最大可能電圧 V_{max} 、予め定められた過放電となる直前の電池の端子電圧を最小可能電圧 V_{min} とす

れば、入力可能電力推定値 P_{in} を算出するためには、最大可能電圧 V_{max} に到達する電流値が必要であるから、過渡特性を無視した（数 16）式を用いて最大入力電流 I_{in_max} を算出する。

（数 16）式において、最大可能電圧 V_{max} を V に、ステップ S 60 で算出したパラメータ推定値 $\theta(k)$ の中から推定値 K を K に、ステップ S 80 で算出した回路電圧推定値 $V_0(k)$ を V_0 に、それぞれ代入し、最大入力電流 I_{in_max} を算出する。

【0029】

出力可能電力推定値 P_{out} の場合にも同様に、（数 16）式において、最小可能電圧 V_{min} を V に、ステップ S 60 で算出したパラメータ推定値 $\theta(k)$ の中から推定値 K を K に、ステップ S 80 で算出した開路電圧推定値 $V_0(k)$ を V_0 に、それぞれ代入し、最大出力電流 I_{out_max} を算出する。

そして、入力可能電力推定値 P_{in} と出力可能電力推定値 P_{out} を下記（数 17）式から算出する。

【0030】

【数 17】

$$\left. \begin{aligned} P_{in} &= I_{in_max} \cdot V_{max} \\ &= \frac{V_{max} - V_0}{K} \cdot V_{max} \\ P_{out} &= |I_{out_max}| \cdot V_{min} \\ &= \frac{V_0 - V_{min}}{K} \cdot V_{min} \end{aligned} \right\} \dots (\text{数 } 17)$$

最大可能電圧 V_{max} は、電池を過充電となる直前まで充電した場合の端子電圧であり、最小可能電圧 V_{min} は電池を過放電となる直前まで放電した場合の端子電圧である。これらの最大可能電圧 V_{max} と最小可能電圧 V_{min} は、電池種類や電池温度で決まる変数であり、例えば実験によって求められた電池温度と V_{max} の関係、および電池温度と V_{min} の関係をマップとして記憶してお

き、マップ引きによって算出するなどの方法で求めることが出来る。

ステップ S110 では、次回演算に必要な数値を保存して、今回演算を終了する。以上を、第1実施例の動作の説明とする。

【0031】

以下、第1実施例の作用、効果について説明する。

第1実施例においては、二次電池の電流 I と端子電圧 V と開路電圧 V_0 の関係を、(数2)式(具体的には数3式)のような伝達関数で近似する構成であるため、最小二乗法等の適応デジタルフィルタ(公知の推定アルゴリズム)を適用することが可能になり、その結果、式中のパラメータ(多項式 $A(s)$ 、 $B(s)$ の係数)を一括推定することが可能になる。推定したパラメータを(数2)式に代入することで、開路電圧 V_0 の推定値を容易に算出できる。これら未知パラメータは充電率 SOC や温度や劣化度などに影響され、時々刻々と変化することが分かっているけれども、適応デジタルフィルタにより精度良く逐次推定できる。そして、推定した係数パラメータと開路電圧 V_0 を用いて、入力可能電力 P_{in} および出力可能電力 P_{out} を推定する構成であるため、充放電中に電池パラメータの変化と共に入出力可能電力が変化しても、その変化を正確に追従して入出力可能電力を推定できる効果がある。

また、後述する第2実施例に対しては、より簡易な電池モデル(数2式、数3式)を用いる構成であるため、適応デジタルフィルタの定式化も簡易になり、演算回数が少なくなるという効果がある。

【0032】

図8は、第1実施例に基づいた入出力可能電力推定のシミュレーション結果を示す図である。図8においては、時間 400 s を境に電池パラメータを高温度相当値から低温度相当値にステップ状に変化させている。なお、この例は、リチウムイオン電池などのように開路電圧の収束が速い電池を想定した設定である。

図8から判るように、適応デジタルフィルタが推定する時定数 T_1 、 T_2 、および内部抵抗 K は、シミュレーションの際に与えている電池パラメータをステップ状に変化させても、真値と良く一致しているため、開路電圧推定値も真値と一致する。

第 1 実施例は、推定した係数パラメータと開路電圧 V_0 と最大可能電圧 V_{max} を用いて、入力可能電力 P_{in} を推定する構成であるため、充放電中に電池パラメータと開路電圧 V_0 が時々刻々と変化する場合でも、入力可能電力 P_{in} 推定値は正確に真値と一致する効果がある。同様に、推定した係数パラメータと開路電圧 V_0 と最小可能電圧 V_{min} を用いて、出力可能電力 P_{out} を推定する構成であるため、充放電中に電池パラメータと開路電圧 V_0 が時々刻々と変化する場合でも、出力可能電力推定値は正確に真値と一致するという効果がある。

【 0 0 3 3 】

(第 2 実施例)

次に、第 2 実施例の動作を説明する。まず、本実施例で用いる「電池モデル」を説明する。

図 5 は、第 2 実施例における二次電池の等価回路モデルを示す図である。この等価回路モデルは、前記（数 1）式のように右辺第 1 項と第 2 項の分母が異なる場合に相当する。この等価回路モデルは、正極、負極を特に分離していないリダクションモデル（一次）であるが、実際の電池の充放電特性を比較的正確に示すことが可能である。

図 5 において、モデル入力は電流 I [A]（正值：充電、負値：放電）、モデル出力は端子電圧 V [V] であり、 V_0 [V] は開路電圧（起電力または開放電圧とも言う）、 K は内部抵抗、 $T_1 \sim T_3$ は時定数である。この電池モデルは、下記（数 18）式で表現できる。なお、 s はラプラス演算子である。鉛酸電池のように、開路電圧の収束が非常に遅い電池の場合、 $T_1 \ll T_3$ という関係がある。

【 0 0 3 4 】

【数 18】

$$V = \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_3 \cdot s + 1} \cdot V_0 \quad \cdots (\text{数 } 18)$$

（数 18）式は前記（数 1）式において、 $A(s) = T_1 \cdot s + 1$ 、 $B(s) =$

$K \cdot (T_2 \cdot s + 1)$ 、 $C(s) = T_3 \cdot s + 1$ と置いたものである。

(数18) 式の電池モデルから適応デジタルフィルタまでの導出を、最初に説明する。

開路電圧 V_0 は、電流 I に可変な効率 h を乗じた値を、ある初期状態から積分した値と考えれば、(数19) 式で書ける。

【0035】

【数19】

$$V_0 = \frac{h}{s} \cdot I \quad \dots (\text{数19})$$

(数19) 式を (数18) 式に代入すれば (数20) 式になり、整理すれば (数21) 式になる。

【0036】

【数20】

$$V = \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_3 \cdot s + 1} \cdot \frac{h}{s} \cdot I \quad \dots (\text{数20})$$

【0037】

【数21】

$$\begin{aligned} s \cdot (T_1 \cdot s + 1)(T_3 \cdot s + 1) \cdot V &= K \cdot (T_2 \cdot s + 1)(T_3 \cdot s + 1) \cdot s \cdot I + h \cdot (T_1 \cdot s + 1) \cdot I \\ &= \{T_1 \cdot T_3 \cdot s^3 + (T_1 + T_3) \cdot s^2 + s\} \cdot V \\ &= \{K \cdot T_2 \cdot T_3 \cdot s^3 + K \cdot (T_2 + T_3) \cdot s^2 + (K + h \cdot T_1) \cdot s + h\} \cdot I \\ (a \cdot s^3 + b \cdot s^2 + s) \cdot V &= (c \cdot s^3 + d \cdot s^2 + e \cdot s + f) \cdot I \quad \dots (\text{数21}) \end{aligned}$$

ここで、パラメータを下記（数 2 2）式に示すように書き直した。

【0038】

【数 2 2】

$$\begin{aligned} a &= T_1 \cdot T_3 & b &= T_1 + T_3 & c &= K \cdot T_2 \cdot T_3 \\ d &= K \cdot (T_2 + T_3) & e &= K + h \cdot T_1 & f &= h \end{aligned} \quad \dots (\text{数 } 22)$$

安定なローパスフィルタ $G_1(s)$ を（数 2 1）式の両辺に導入して、整理すれば（数 2 3）式になる。

【0039】

【数 2 3】

$$\frac{1}{G_1(s)} (a \cdot s^3 + b \cdot s^2 + s) \cdot V = \frac{1}{G_1(s)} (c \cdot s^3 + d \cdot s^2 + e \cdot s + f) \cdot I \quad \dots (\text{数 } 23)$$

実際に計測可能な電流 I や端子電圧 V に、ローパスフィルタやバンドパスフィルタを処理した値を、下記（数 2 4）式のように定義する。但し、（数 2 4）式において、 p_1 は $G_1(s)$ の応答性を決める時定数である。

【0040】

【数 2 4】

$$\left. \begin{aligned}
 I_0 &= \frac{1}{G_1(s)} \cdot I \\
 I_1 &= \frac{s}{G_1(s)} \cdot I \quad V_1 = \frac{s}{G_1(s)} \cdot V \\
 I_2 &= \frac{s^2}{G_1(s)} \cdot I \quad V_2 = \frac{s^2}{G_1(s)} \cdot V \\
 I_3 &= \frac{s^3}{G_1(s)} \cdot I \quad V_3 = \frac{s^3}{G_1(s)} \cdot V
 \end{aligned} \right\} \frac{1}{G_1(s)} = \frac{1}{(p_1 \cdot s + 1)^3} \quad \dots (\text{数 } 24)$$

(数 2 4) 式に示した変数を用いて (数 2 3) 式を書き直せば (数 2 5) 式になり、変形すれば、(数 2 6) 式になる。

【0 0 4 1】

【数 2 5】

$$\begin{aligned}
 a \cdot V_3 + b \cdot V_2 + V_1 &= c \cdot I_3 + d \cdot I_2 + e \cdot I_1 + f \cdot I_0 \\
 V_1 &= -a \cdot V_3 - b \cdot V_2 + c \cdot I_3 + d \cdot I_2 + e \cdot I_1 + f \cdot I_0
 \end{aligned} \quad \dots (\text{数 } 25)$$

【0 0 4 2】

【数 2 6】

$$V_1 = \begin{bmatrix} V_3 & V_2 & I_3 & I_2 & I_1 & I_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -a \\ -b \\ c \\ d \\ e \\ f \end{bmatrix} \quad \dots (\text{数 } 26)$$

(数 2 6) 式は、計測可能な値と未知パラメータの積和式になっているので、一般的な適応デジタルフィルタの標準形 (数 2 7) 式と一致する。なお、 ω^T は、ベクトル ω の行と列を入れ替えた転置ベクトルを意味する。

【0 0 4 3】

【数 2 7】

$$y = \omega^T \cdot \theta \quad \dots (\text{数 } 27)$$

$$\text{但し、 } y = V_1 \quad \omega^T = [V_3 \quad V_2 \quad I_3 \quad I_2 \quad I_1 \quad I_0] \quad \theta = \begin{bmatrix} -a \\ -b \\ c \\ d \\ e \\ f \end{bmatrix}$$

従って、電流 I と端子電圧 V にフィルタ処理した信号を、適応デジタルフィルタ演算に用いることで、未知パラメータベクトル θ を推定することが出来る。

本実施例では、単純な「最小二乗法による適応フィルタ」の論理的な欠点（一度推定値が収束すると、その後パラメータが変化しても再度正確な推定ができないこと）を改善した「両限トレースゲイン方式」を用いる。

(数 2 7) 式を前提に未知パラメータベクトル θ を推定するためのパラメータ推定アルゴリズムは下記 (数 2 8) 式となる。ただし、 k 時点のパラメータ推定値を $\theta(k)$ とする。

【0 0 4 4】

【数 28】

$$\begin{aligned}
 \gamma(k) &= \frac{\lambda_3}{1 + \lambda_3 \cdot \omega^T(k) \cdot P(k-1) \cdot \omega(k)} \\
 \theta(k) &= \theta(k-1) - \gamma(k) \cdot P(k-1) \cdot \omega(k) \cdot [\omega^T(k) \cdot \theta(k-1) - y(k)] \\
 P(k) &= \frac{1}{\lambda_1(k)} \left\{ P(k-1) - \frac{\lambda_3 \cdot P(k-1) \cdot \omega(k) \cdot \omega^T(k) \cdot P(k-1)}{1 + \lambda_3 \cdot \omega^T(k) \cdot P(k-1) \cdot \omega(k)} \right\} = \frac{P'(k)}{\lambda_1(k)} \\
 \lambda_1(k) &= \begin{cases} \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_U} : \lambda_1 \leq \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_U} \\ \lambda_1 \cdot \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_U} \leq \lambda_1 \leq \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_L} \\ \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_L} \cdot \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_L} \leq \lambda_1 \end{cases}
 \end{aligned}$$

… (数 28)

ただし、 λ_1 、 λ_3 、 γ_U 、 γ_L は初期設定値で、 $0 < \lambda_1 < 1$ 、 $0 < \lambda_3 (k) < \infty$ とする。 $P(0)$ は十分大きな値、 $\theta(0)$ は非ゼロな十分小さな値を初期値とする。 $\text{trace}\{P\}$ は行列 P のトレースを意味する。

以上が、電池モデルから適応デジタルフィルタまでの導出である。

【0045】

図7は、バッテリーコントローラ30のマイクロコンピュータが行う処理のフローチャートであり、同図のルーチンは一定周期 T_0 毎に実施される。例えば、 $I(k)$ は今回の値、 $I(k-1)$ は1回前の値を意味する。

図7において、ステップS10～ステップS40までの内容は前記図6と同様であるため、説明を省略し、ステップS50から説明する。

ステップS50では、電流 $I(k)$ と端子電圧差分値 $\Delta V(k)$ に、下記(数29)式に基づいてローパスフィルタ、バンドパスフィルタのフィルタ処理を施し、 $I_0(k) \sim I_3(k)$ および $V_1(k) \sim V_3(k)$ を算出する。

【0046】

【数 29】

$$\left. \begin{aligned}
 I_0 &= \frac{1}{G_1(s)} \cdot I \\
 I_1 &= \frac{s}{G_1(s)} \cdot I \quad V_1 = \frac{s}{G_1(s)} \cdot V \\
 I_2 &= \frac{s^2}{G_1(s)} \cdot I \quad V_2 = \frac{s^2}{G_1(s)} \cdot V \\
 I_3 &= \frac{s^3}{G_1(s)} \cdot I \quad V_3 = \frac{s^3}{G_1(s)} \cdot V
 \end{aligned} \right\} \frac{1}{G_1(s)} = \frac{1}{(p_1 \cdot s + 1)^3} \quad \dots (\text{数 } 29)$$

なお、この際、(数 28) 式のパラメータ推定アルゴリズムの推定精度を良くするために、観測ノイズを低減するようローパスフィルタ $G_1(s)$ の応答性を遅く設定する。但し、電池の応答特性(時定数 T_1 の概略値は既知である)よりも速い特性でないと、電池モデルの各パラメータを精度良く推定できない。(数 29) 式の p_1 は、 $G_1(s)$ の応答性を決める定数である。

【0047】

ステップ S60 では、ステップ S50 で算出した $I_0(k) \sim I_3(k)$ および $V_1(k) \sim V_3(k)$ を (数 28) 式に代入する。そして適応フィルタでのパラメータ推定アルゴリズムである (数 28) 式を行い、パラメータ推定値 $\theta(k)$ を算出する。但し、 $y(k)$ 、 $\omega^T(k)$ 、 $\theta(k)$ は下記 (数 30) 式で示される。

【0048】

【数 30】

$$y(k) = V_1(k)$$

$$\omega^T(k) = [V_3(k) \quad V_2(k) \quad I_3(k) \quad I_2(k) \quad I_1(k) \quad I_0(k)]$$

$$\theta(k) = \begin{bmatrix} -a(k) \\ -b(k) \\ c(k) \\ d(k) \\ e(k) \\ f(k) \end{bmatrix} \quad \dots (\text{数 } 30)$$

ステップ S70 では、電流 $I(k)$ と端子電圧差分値 $\Delta V(k)$ に、下記（数 34）式に基づいてローパスフィルタ、バンドパスフィルタのフィルタ処理を施し、 $I_4(k) \sim I_6(k)$ および $V_4(k) \sim V_6(k)$ を算出する。次に、ステップ S60 で算出したパラメータ推定値 $\theta(k)$ の中から $a \sim e$ を、電池モデルである前記（数 18）式を変形した（数 33）式に代入して、開路電圧 V_0 の代用として ΔV_0 を算出する。開路電圧 V_0 は変化が緩やかなので、 ΔV_0 で代用できる。但し、ここで求まるのは推定演算開始時からの開路電圧推定値の変化分 $\Delta V_0(k)$ であるため、後段のステップ S90 で初期値を加算する。

なお、（数 33）式の導出において、（数 32）式の K と（数 33）式の e は厳密には異なるけれども、物理的に $K \gg h \cdot T_1$ であるため、 $e \approx K$ と近似している。また、（数 34）式の p_2 は $G_2(s)$ の応答性を決める時定数である。電池パラメータの T_1 は概略値が数秒と分かっているため、（数 34）式中の t_1 は T_1 の概略値に近い値に設定する。これにより（数 33）式中の分子に残る「 $T_1 \cdot s + 1$ 」を相殺できるため、開路電圧 V_0 の推定精度を向上できるからである。

【0049】

【数 3 1】

$$\begin{aligned}\frac{1}{T_3 \cdot s + 1} \cdot V_0 &= V - \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I \\ (T_1 \cdot s + 1) \cdot V_0 &= (T_1 \cdot s + 1)(T_3 \cdot s + 1) \cdot V - K \cdot (T_2 \cdot s + 1)(T_3 \cdot s + 1) \cdot I \\ (T_1 \cdot s + 1) \cdot V_0 &= \{T_1 \cdot T_3 \cdot s^2 + (T_1 + T_3) \cdot s + 1\} \cdot V \\ &\quad - \{K \cdot T_2 \cdot T_3 \cdot s^2 + K \cdot (T_2 + T_3) \cdot s + K\} \cdot I \quad \cdots (\text{数 } 31)\end{aligned}$$

【0 0 5 0】

【数 3 2】

$$\begin{aligned}\frac{(T_1 \cdot s + 1)}{G_2(s)} \cdot V_0 &= \frac{1}{G_2(s)} (a \cdot s^2 + b \cdot s + 1) \cdot V - \frac{1}{G_2(s)} (c \cdot s^2 + d \cdot s + K) \cdot I \\ &\quad \cdots (\text{数 } 32)\end{aligned}$$

【0 0 5 1】

【数 3 3】

$$\begin{aligned}\Delta V_0 &= \frac{(T_1 \cdot s + 1)}{G_2(s)} \cdot V_0 = a \cdot V_6 + b \cdot V_5 + V_4 - c \cdot I_6 - d \cdot I_5 - e \cdot I_4 \\ &\quad \cdots (\text{数 } 33)\end{aligned}$$

$$\text{但し、 } a = T_1 \cdot T_3 \quad b = T_1 + T_3 \quad c = K \cdot T_2 \cdot T_3$$

$$d = K \cdot (T_2 + T_3) \quad e = K + h \cdot T_1 \approx K$$

【0 0 5 2】

【数 3 4】

$$\left. \begin{aligned}
 I_4 &= \frac{1}{G_2(s)} \cdot I & V_4 &= \frac{1}{G_2(s)} \cdot V \\
 I_5 &= \frac{s}{G_2(s)} \cdot I & V_5 &= \frac{s}{G_2(s)} \cdot V \\
 I_6 &= \frac{s^2}{G_2(s)} \cdot I & V_6 &= \frac{s^2}{G_2(s)} \cdot V
 \end{aligned} \right\} \frac{1}{G_2(s)} = \frac{1}{p_2 \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{t_1 \cdot s + 1} \quad \dots (\text{数 } 34)$$

また、ここで算出した $\Delta V_0(k)$ を下記(数 3 5)式に代入し、電池モデル(前記数 1 8 式)の右辺第 2 項だけの推定値 $\Delta V_0'(k)$ を算出する。 $\Delta V_0(k)$ は前記(数 1 9)式で近似した開路電圧自体の推定値であり、 $\Delta V_0'$ は端子電圧に現れる見かけ上の開路電圧推定値である。但し、(数 3 5)式の導出において、左辺の T_3 と右辺の b は厳密には異なるけれども、物理的に $T_3 \gg T_1$ であるため、 $b = T_3 + T_1 \div T_3$ と近似している。

【0 0 5 3】

【数 3 5】

$$\Delta V_0' = \frac{1}{T_3 \cdot s + 1} \cdot \Delta V_0 \cong \frac{1}{b \cdot s + 1} \cdot \Delta V_0 \quad \dots (\text{数 } 35)$$

なお、上記(数 3 5)式が請求項 3～5 における $V_0/C(s)$ に相当する。つまり、 $V_0 = \Delta V_0$ 、 $C(s) = T_3 \cdot s + 1 \div b \cdot s + 1$ に相当する。

【0 0 5 4】

ステップ S 8 0 では、ステップ S 7 0 で算出した $\Delta V_0(k)$ と $\Delta V_0'(k)$ の各々に、開路電圧初期値すなわち端子電圧初期値 $V_{_ini}$ を加算する。すなわち、開路電圧推定値 $V_0(k)$ を下記(数 3 6)式を用いて算出し、見かけ上

の開路電圧推定値 $V_0'(k)$ を下記 (数 37) 式を用いて算出する。なお、推定値 V_0' は、開路電圧 V_0 自体の推定値ではなく、端子電圧に現れる見かけ上の開路電圧推定値である。

【0055】

【数 36】

$$V_0(k) = \Delta V_0(k) + V_{_ini} \quad \dots (\text{数 } 36)$$

【0056】

【数 37】

$$V_0'(k) = \Delta V_0'(k) + V_{_ini} \quad \dots (\text{数 } 37)$$

ステップ S90 では、図 3 に示した開路電圧と充電率の相関マップを用いて、ステップ S80 で算出した $V_0(k)$ から充電率 $SOC(k)$ を算出する。なお、図 3 の V_L は $SOC = 0\%$ に、 V_H は $SOC = 100\%$ に相当する開路電圧である。

【0057】

ステップ S100 では、ステップ S80 で算出した推定値 $V_0(k)$ と $V_0'(k)$ の大小関係を判定する。これは最大可能電圧 V_{max} または最小可能電圧 V_{min} に近い方を調べるためである。なお、最大可能電圧 V_{max} と最小可能電圧 V_{min} は電池種類や電池温度で決まる変数であり、その算出方法は第 1 実施例と同様に公知技術を用いて求めることが出来る。ステップ S100 における判定結果において、

$V_0'(k) \geq V_0(k)$ の場合は、ステップ S110 へ進む。

$V_0'(k) < V_0(k)$ の場合は、ステップ S120 へ進む。

【0058】

ステップ S110 では、入力可能電力推定値 P_{in} 、出力可能電力推定値 P_o

u_t を算出する。電池モデル（前記数 18 式）において、過渡特性を無視した場合には（数 38）式で示され、これは定量的な電池モデルを意味する。入力可能電力推定値 P_{in} を算出するためには、最大可能電圧 V_{max} に到達する電流値が必要であるから、過渡特性を無視した（数 38）式を用いて最大入力電流 I_{in_max} を算出する。すなわち、ステップ S 110 は、 $V_0'(k) \geq V_0(k)$ の場合であるから、最大可能電圧 V_{max} には $V_0'(k)$ が近く、最小可能電圧 V_{min} には $V_0(k)$ が近い。従って、入力可能電力推定値 P_{in} を算出するためには、最大可能電圧 V_{max} を V に、ステップ S 60 で算出したパラメータ推定値 $\theta(k)$ の中から推定値 e を K に、ステップ S 80 で算出した $V_0'(k)$ を V_0 として（数 38）式に代人して得られた（数 39）式から最大入力電流 I_{in_max} を算出する。

【0059】

【数 38】

$$V = K \cdot I + V_0 \quad \dots (\text{数 } 38)$$

【0060】

【数 39】

$$V_{max} = e \cdot I_{in_max} + V_0' \quad \dots (\text{数 } 39)$$

出力可能電力推定値 P_{out} に対しては、最小可能電圧 V_{min} を V に、ステップ S 60 で算出したパラメータ推定値 $\theta(k)$ の中から推定値 e を K に、ステップ S 80 で算出した開路電圧推定値 $V_0(k)$ を V_0 として（数 38）式に代人して得られた（数 40）式から最大出力電流 I_{out_max} を算出する。

【0061】

【数 4 0】

$$V_{\min} = e \cdot I_{\text{out_max}} + V_0 \quad \dots (\text{数 } 40)$$

次に、上記の求めた最大入力電流 $I_{\text{in_max}}$ 、最大出力電流 $I_{\text{out_max}}$ を用いて、下記（数 4 1）式により入力可能電力推定値 P_{in} 、出力可能電力推定値 P_{out} を算出する。

なお、最大入力電流 $I_{\text{in_max}}$ および最大出力電流 $I_{\text{out_max}}$ の導出において、（数 3 8）式の K と（数 3 9）式および（数 4 0）式の e は厳密には異なるけれども、物理的に $K \gg h \cdot T_1$ であるため、 $e = K + h \cdot T_1 \div K$ と近似している。

【0062】

【数 4 1】

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{in}} &= I_{\text{in_max}} \cdot V_{\text{max}} \\ &= \frac{V_{\text{max}} - V_0'}{e} \cdot V_{\text{max}} \\ &= \frac{V_{\text{max}} - \frac{V_0}{b \cdot s + 1}}{e} \cdot V_{\text{max}} \\ P_{\text{out}} &= |I_{\text{out_max}}| V_{\min} \\ &= \frac{V_0 - V_{\min}}{e} \cdot V_{\min} \end{aligned} \right\} \dots (\text{数 } 41)$$

ステップ S 1 2 0 においても、入力可能電力推定値 P_{in} 、出力可能電力推定値 P_{out} を算出する。ステップ S 1 2 0 は $V_0'(k) < V_0(k)$ の場合であるから、最大可能電圧 V_{max} には $V_0(k)$ が近く、最小可能電圧 V_{\min} には $V_0'(k)$ が近い。従って、入力可能電力推定値 i_n を算出するためには、最

大可能電圧 V_{max} と、ステップ S60 で算出したパラメータ推定値 $\theta(k)$ の中から推定値 e と、ステップ S80 で算出した $V_0(k)$ を前記 (数 38) 式に代入して得られた下記 (数 42) 式を用いて最大入力電流 I_{in_max} を算出する。出力可能電力推定値 P_{out} に対しては、最小可能電圧 V_{min} と、ステップ S60 で算出したパラメータ推定値 $\theta(k)$ の中から推定値 e と、ステップ S80 で算出した開路電圧推定値 $V_0'(k)$ を前記 (数 38) 式に代入して得られた下記 (数 43) 式を用いて最大出力電流 I_{out_max} を算出する。

【0063】

【数 42】

$$V_{max} = e \cdot I_{in_max} + V_0 \quad \dots (数 42)$$

【0064】

【数 43】

$$V_{min} = e \cdot I_{out_max} + V_0' \quad \dots (数 43)$$

次に、上記の求めた最大入力電流 I_{in_max} 、最大出力電流 I_{out_max} を用いて、下記 (数 44) 式により入力可能電力推定値 P_{in} 、出力可能電力推定値 P_{out} を算出する。

【0065】

【数 4 4】

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= I_{in_max} \cdot V_{max} \\
 &= \frac{V_{max} - V_0}{e} \cdot V_{max} \\
 P_{out} &= |I_{out_max}| V_{min} \\
 &= \frac{V_0' - V_{min}}{e} \cdot V_{min} \\
 &= \frac{\frac{V_0}{b \cdot s + 1} - V_{min}}{e} \cdot V_{min}
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} P_{in} \\ P_{out} \end{aligned}} \right] \dots (\text{数 } 44)$$

ステップ S 130 では、次回演算に必要な数値を保存して、今回演算を終了する。以上を、第 2 実施例の動作説明とする。

【0066】

以下、第 2 実施例の作用、効果について説明する。

第 2 実施例においては、二次電池の電流 I と端子電圧 V と開路電圧 V_0 の関係を、(数 1) 式 (具体的には数 18 式) のような伝達関数で近似する構成であるため、最小二乗法等の適応デジタルフィルタを適用することが可能になり、その結果、式中のパラメータ (多項式 $A(s)$ 、 $B(s)$ 、 $C(s)$ の係数) を一括推定することが可能になる。そして推定したパラメータを (数 1) 式に代入することで、開路電圧 V_0 の推定値を容易に算出できる。これら未知パラメータは充電率 SOC や温度や劣化度などに影響され、時々刻々と変化することが分かっているけれども、適応デジタルフィルタにより精度良く逐次推定できる。そして、推定した係数パラメータと開路電圧 V_0 を用いて、入力可能電力 P_{in} および出力可能電力 P_{out} を推定する構成であるため、充放電中に電池パラメータの変化と共に入出力可能電力が変化しても、その変化を正確に追従して入出力可能電力を推定できる効果がある。

【0067】

図9は、第2実施例に基づいた入出力可能電力推定のシミュレーション結果を示す図である。図9においては、時間500sを境に電池パラメータを低温度相当値から高温相当値にステップ状に変化させている。シミュレーションの際、電池モデル（数18式）の1次遅れの時定数に関しては、 $T_1 \ll T_3$ に設定している。これは、鉛酸電池のように、開路電圧 V_0 の収束が非常に遅い電池を想定した設定である。

【0068】

図9から判るように、適応デジタルフィルタが出力するパラメータ推定値 $a \sim e$ は、シミュレーションの際に与えている電池パラメータをステップ状に変化させても、真値と良く一致しているため、開路電圧推定値も真値と一致する。

第2実施例は、推定した係数パラメータと開路電圧 V_0 と最大可能電圧 V_{max} を用いて、入力可能電力 P_{in} を推定する構成であるため、充放電中に電池パラメータと開路電圧 V_0 が時々刻々と変化する場合でも、入力可能電力推定値は正確に真値と一致する効果がある。同様に、推定した係数パラメータと開路電圧 V_0 と最小可能電圧 V_{min} を用いて、出力可能電力 P_{out} を推定する構成であるため、充放電中に電池パラメータと開路電圧 V_0 が時々刻々と変化する場合でも、出力可能電力推定値は正確に真値と一致する効果がある。

なお、開路電圧真値と端子電圧に見かけ上現れる分（電池モデル：数18式の右辺第2項）には、時定数 T_3 の一次遅れ分が生じることに注意を要する。

【0069】

また、図9の入力可能電力 P_{in} の欄において、「参考（一点鎖線）」と記載してある特性は、開路電圧推定値を用いて算出した値を示す。図示のように、入力可能電力 P_{in} において、開路電圧推定値を用いて算出した入力可能電力推定値（一点鎖線）は、入力可能電力真値よりも大きな値である。これは、見かけ上の開路電圧の方が開路電圧真値より大きく、最大可能電圧 V_{max} に近いことに起因する。つまり、一点鎖線の入力可能電力推定値を用いて電池に入力（充電）した場合、電池の最大可能電圧 V_{max} を突破し、過充電のため電池を劣化させるおそれがある。しかし、第2実施例においては、推定した係数パラメータと開路

電圧 V_0 から見かけ上の開路電圧 $V_0/C(s)$ (数 35 式の $\Delta V_0'$ に相当) を算出し、 V_0 と $V_0/C(s)$ のうち最大可能電圧 V_{max} に近い方の値と、推定した係数パラメータと最大可能電圧 V_{max} とを用いて、入力可能電力 P_{in} を推定する構成であるため、図 9 の場合は最大可能電圧 V_{max} に近い見かけ上の開路電圧 $V_0/C(s)$ を用いて、入力可能電力推定値 (実線) を算出しているので、入力可能電力推定値は真値と良く一致し、電池の最大可能電圧を突破するおそれなくなる、という効果がある。

【0070】

一方、図 9 の出力可能電力 P_{out} の欄において、「参考 (一点鎖線)」と記載してある特性は、見かけ上の開路電圧推定値を用いて算出した値を示す。図示のように、出力可能電力 P_{out} においても、見かけ上の開路電圧推定値を用いて算出した出力可能電力推定値 (一点鎖線) は、出力可能電力真値よりも大きな値である。これは開路電圧推定値の方が見かけ上の開路電圧より小さく、最小可能電圧 V_{min} に近いことに起因する。つまり、一点鎖線の出力可能電力推定値を用いて電池を出力 (放電) した場合、電池の最小可能電圧 V_{min} を突破して、過放電のため電池を劣化させるおそれがある。しかし、第 2 実施例では、推定した係数パラメータと開路電圧 V_0 から見かけ上の開路電圧 $V_0/C(s)$ を算出し、 V_0 と $V_0/C(s)$ のうち最小可能電圧 V_{min} に近い方の値と、推定した係数パラメータと最小可能電圧 V_{min} とを用いて、出力可能電力 P_{out} を推定する構成であるため、図 9 の場合は最小可能電圧 V_{min} に近い開路電圧 V_0 を用いて、出力可能電力推定値 (実線) を算出しているので、出力可能電力推定値は真値と良く一致して、電池の最小可能電圧 V_{min} を突破するおそれなくなる、という効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の実施例を機能ブロックで表した図。

【図 2】

実施例の具体的な構成を示すブロック図。

【図 3】

開路電圧と充電率の関係を示すマップ。

【図 4】

第 1 実施例における二次電池の等価回路モデルを示す図。

【図 5】

第 2 実施例における二次電池の等価回路モデルを示す図。

【図 6】

第 1 実施例における処理のフローチャート。

【図 7】

第 2 実施例における処理のフローチャート。

【図 8】

第 1 実施例に基づいた入出力可能電力推定のシミュレーション結果を示す図。

【図 9】

第 2 実施例に基づいた入出力可能電力推定のシミュレーション結果を示す図。

【符号の説明】

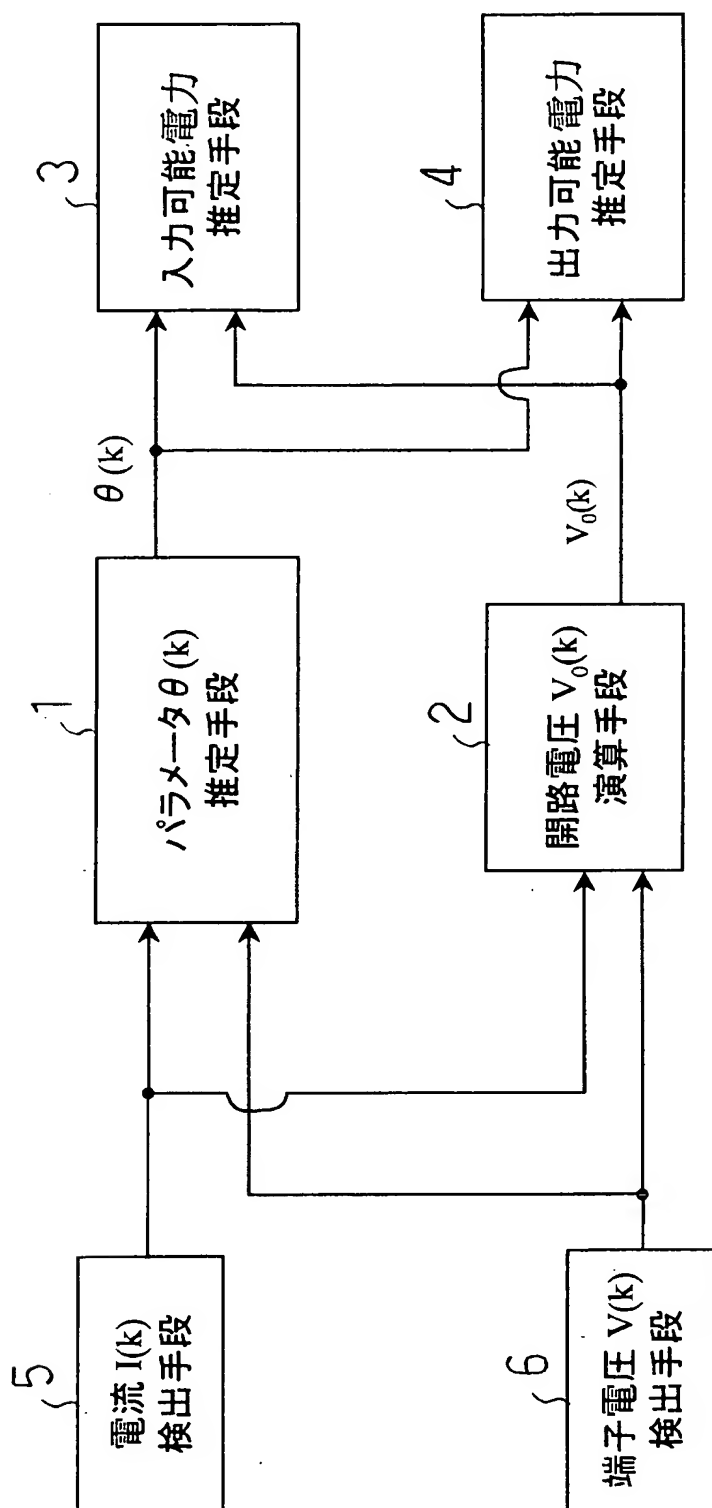
- | | |
|--------------------------|----------------------|
| 1…パラメータ $\theta(k)$ 推定手段 | 2…開路電圧 $V_0(k)$ 演算手段 |
| 3…入力可能電力推定手段 | 4…出力可能電力推定手段 |
| 5…電流 $I(k)$ 検出手段 | 6…端子電圧 $V(k)$ 検出手段 |
| 10…二次電池 | 20…負荷 |
| 30…バッテリーコントローラ | 40…電流計 |
| 50…電圧計 | 60…温度計 |

【書類名】

図面

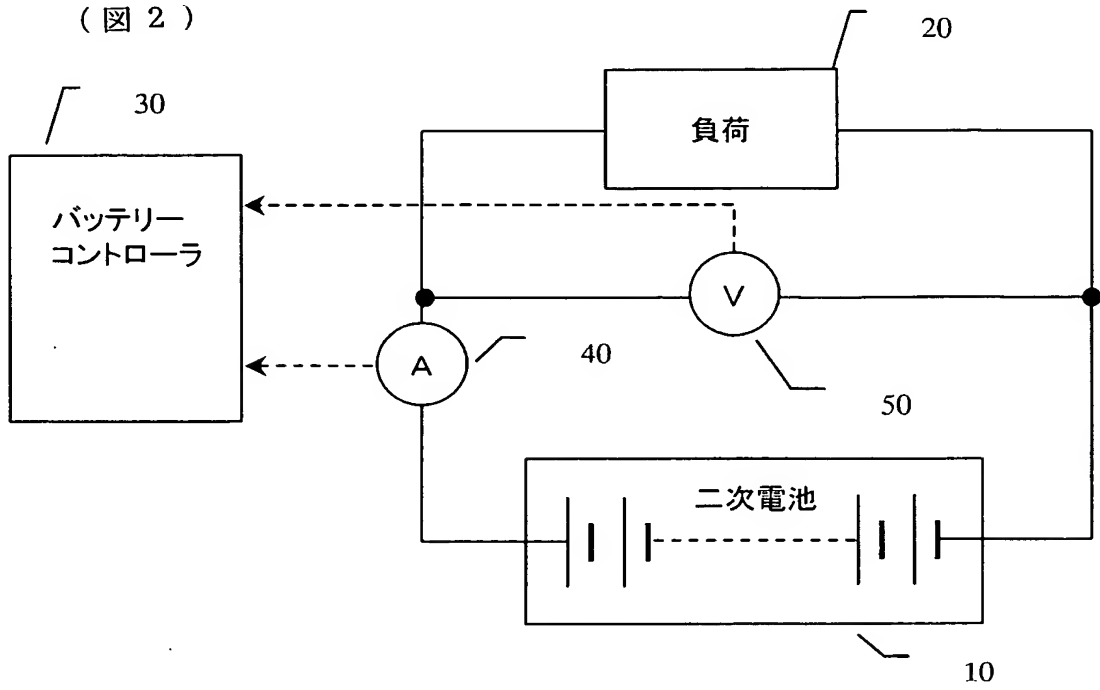
【図 1】

(図 1)



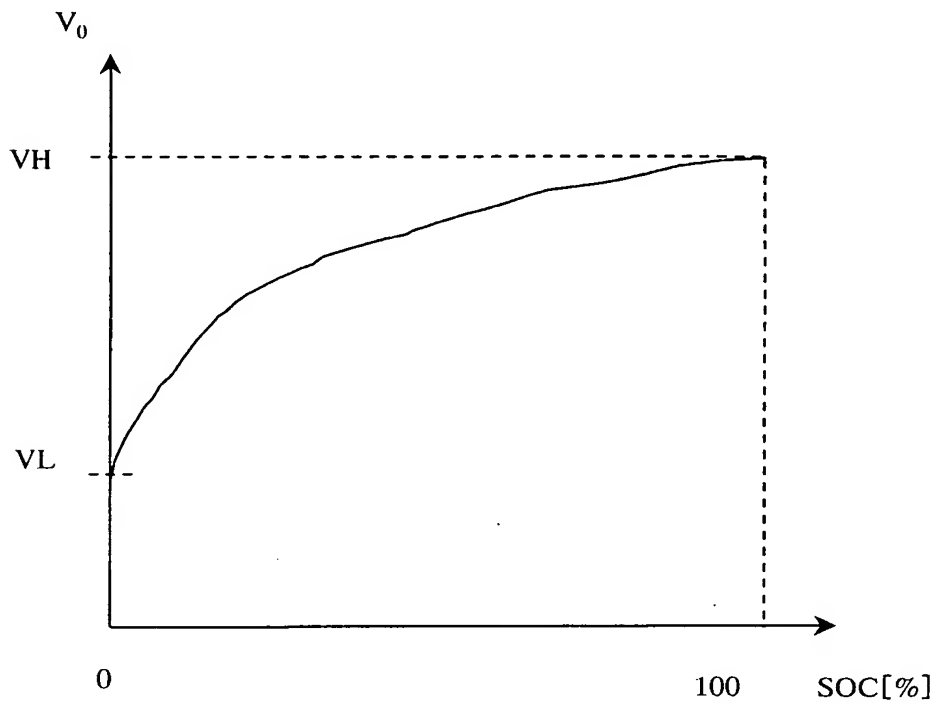
【図 2】

(図 2)



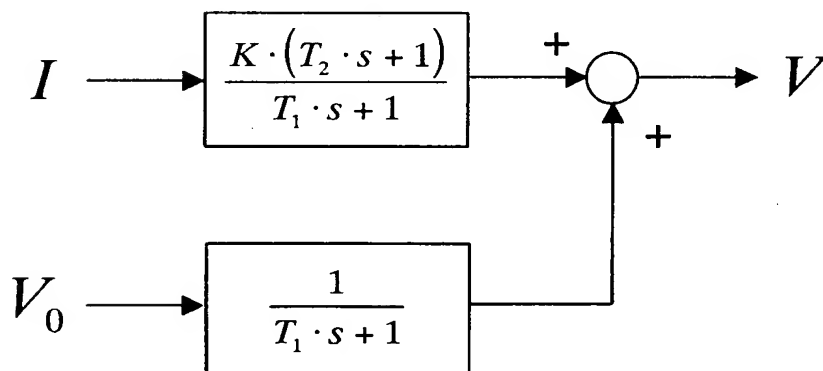
【図 3】

(図 3)



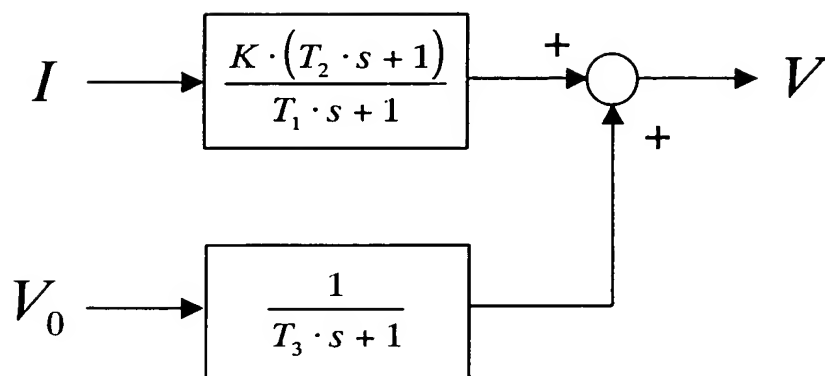
【図 4】

(図 4)



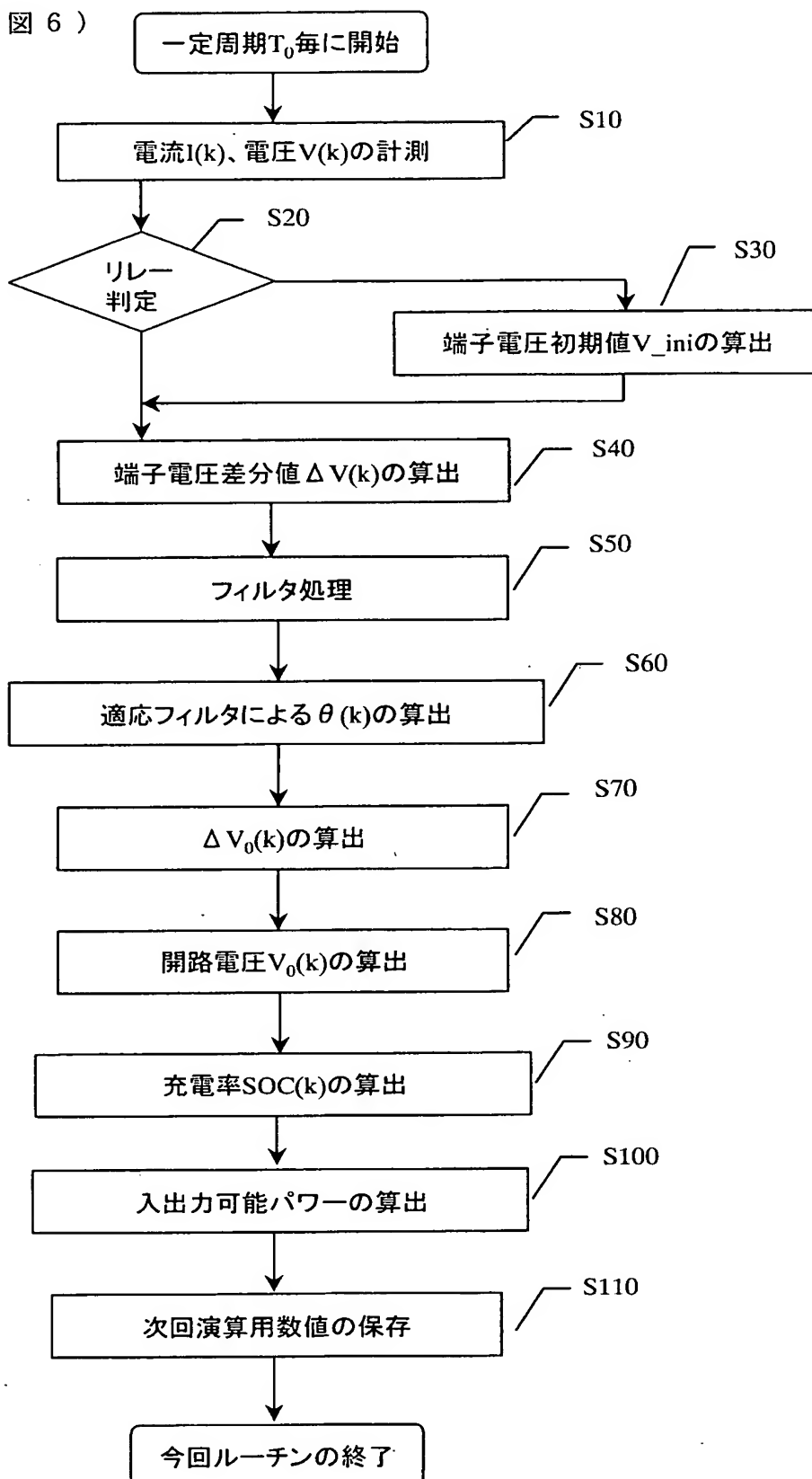
【図 5】

(図 5)



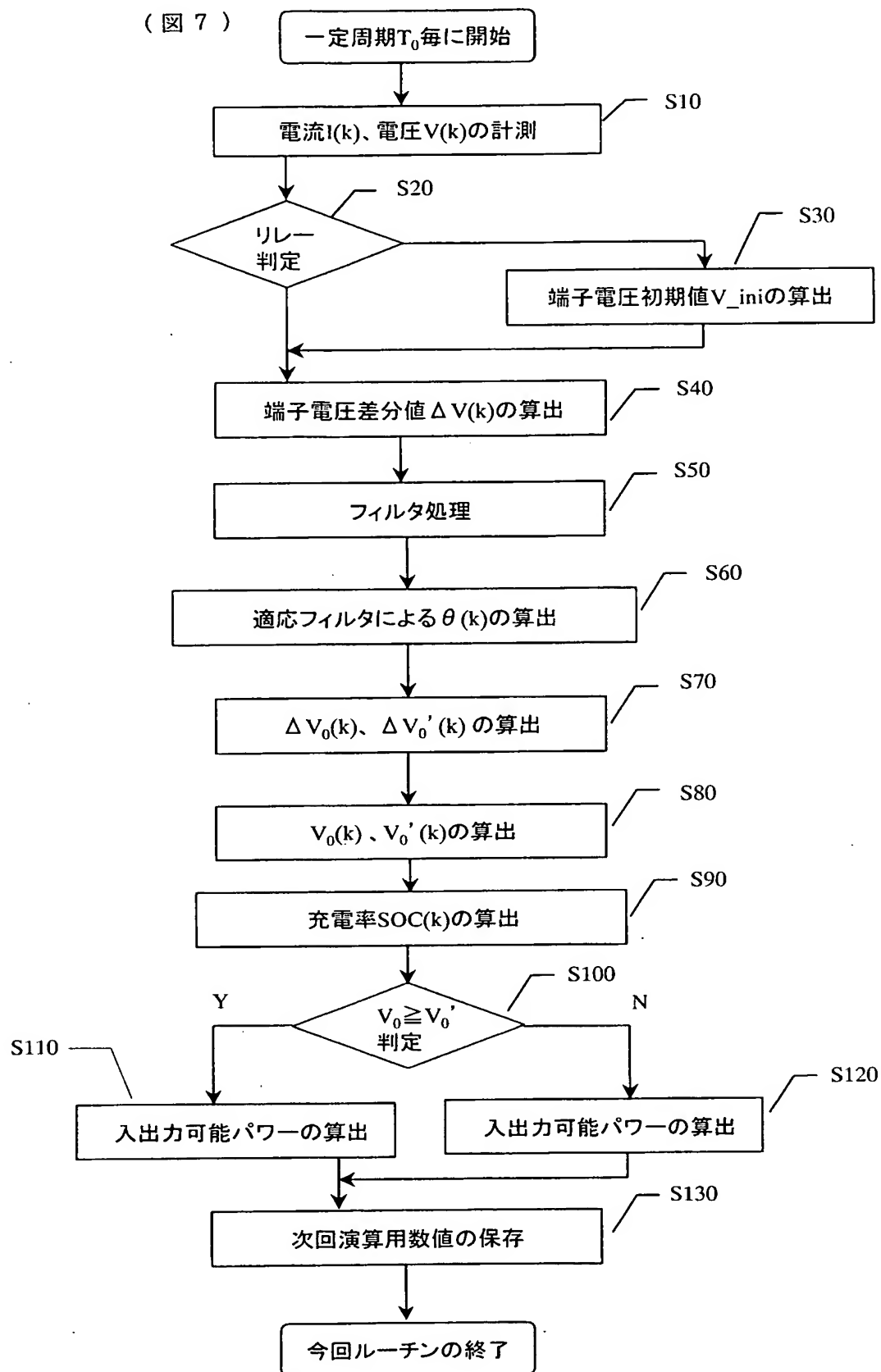
【図 6】

(図 6)



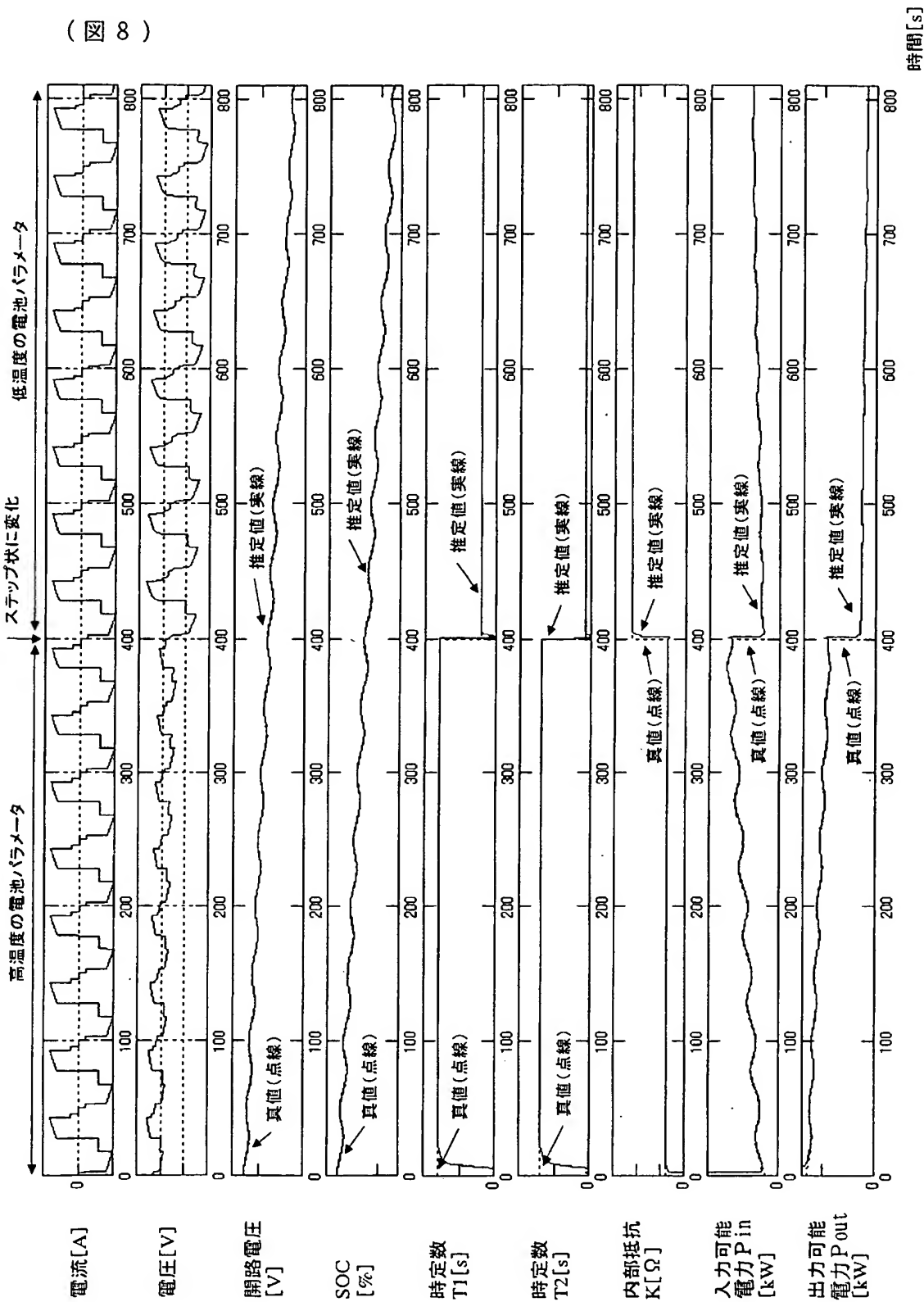
【図 7】

(図 7)



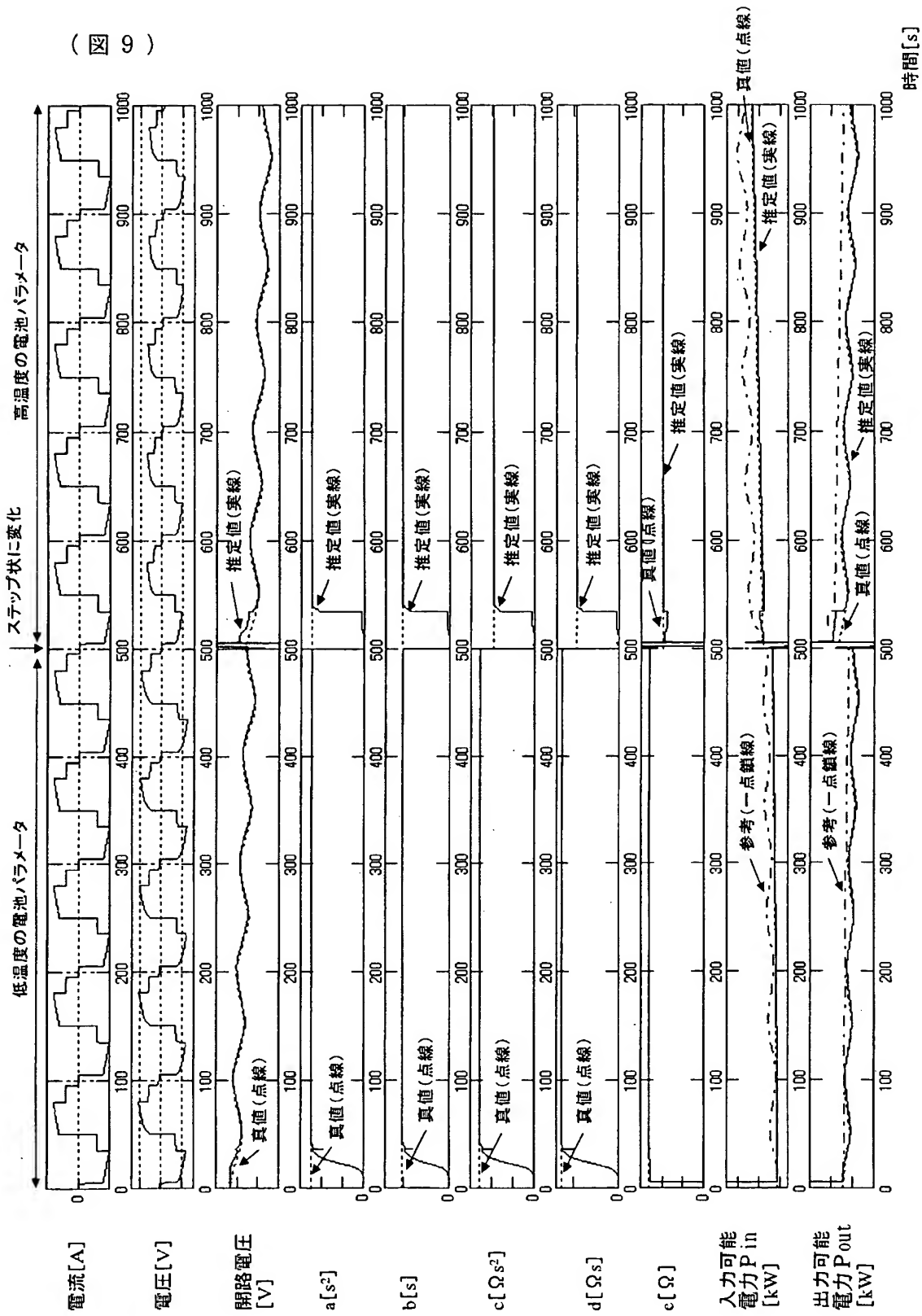
【図 8】

(図 8)



【図 9】

(図 9)



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 二次電池の特性に良く対応して、二次電池に入出力可能な電力を精度良く推定できる入出力可能電力推定装置を提供する。

【解決手段】 電池モデルを用いた適応デジタルフィルタによって開路電圧 V_0 を算出し、算出した開路電圧 V_0 に基づいて二次電池の入出力可能電力を推定するものであり、二次電池の電流 I と端子電圧 V を検出する手段 5、6 と、(数 1) 式に示す電池モデルを用いた適応デジタルフィルタに電流 I と端子電圧 V を入力し(数 1) 式中のパラメータを一括推定するパラメータ推定手段 1 と、電流 I 、端子電圧 V とパラメータ推定値を用いて開路電圧 V_0 を算出する開路電圧演算手段 2 と、パラメータ推定値と開路電圧 V_0 に基づいて入力可能電力を推定する入力可能電力推定手段 3 と、パラメータ推定値と開路電圧 V_0 に基づいて出力可能電力を推定する出力可能電力推定手段 4 と、を備えた二次電池の入出力可能電力推定装置。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 0 5 4 0 3 5

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 3 9 9 7]

1 . 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

神奈川県横浜市神奈川区宝町 2 番地

氏 名

日産自動車株式会社